

Amplificador RF pulsado sobre tecnología LDMOS de alta tensión

Guillermo Rodríguez⁽¹⁾, Antonio Sáiz⁽¹⁾, Lorena Cabria⁽¹⁾, José A. García⁽¹⁾, Aurel Pana⁽²⁾

guillermorodrigueziglesias@gmail.com, reinosanton@hotmail.com, lorena.cabria@unican.es,

joseangel.garcia@unican.es, denipa@ono.com

⁽¹⁾ Dpto. de Ingeniería de Comunicaciones. Universidad de Cantabria. Laboratorios I+D Telecomunicaciones, Plaza de la Ciencia s/n, 39005 Santander, Spain.

⁽²⁾ Denipa S. L., Bº Camino, 35 Bajo, 39004 Santander, Spain.

Abstract- In this paper, a high-voltage LDMOS-based RF pulsed power amplifier is presented. In a secondary radar transponder, the transmitter stage has to modulate the RF reply signal with the coded pulsed data while also amplifying it. Here, this desired behaviour is achieved thanks to the use of high level drain modulation over a novel 50 V LDMOS technology. A 63.24 % DC power efficiency at a 10 W output power level has been measured, with a more than 40 dB ON-OFF ratio under 128 μ s and 2% pulse conditions.

I. INTRODUCCIÓN

El radar secundario (SSR) es un sistema que permite la identificación y seguimiento de blancos en el espacio, generalmente aeronaves [1]. Estos sistemas se usan tanto en aplicaciones militares, donde se les conoce como radares IFF (Identification Friend or Foe), como civiles, radares de control de tráfico aéreo. Acompañan a los radares primarios (tradicionales), que detectan y posicionan los blancos [2], pero aportando información adicional sobre los mismos: código de identificación, altitud, aunque también pueden proporcionar otros datos como incidencias en el vuelo, número de pasajeros, etc. Sigue un principio de funcionamiento cooperativo, difiriendo del primario donde no se necesita la cooperación del blanco a detectar al ser la respuesta recibida simplemente el reflejo de la ráfaga emitida. En la Fig. 1 aparece un diagrama de bloques del radar secundario donde se puede ver su modo de operación.

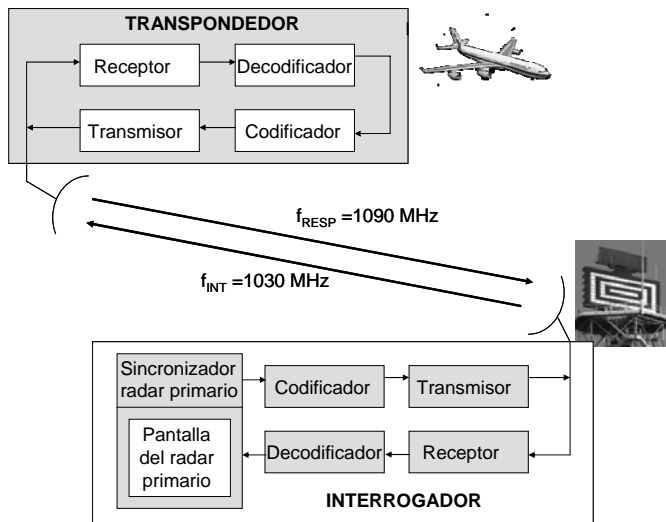


Fig. 1. Diagrama de bloques de un radar secundario

El sistema está formado por un interrogador, situado en tierra, que transmite una interrogación codificada a la aeronave en la que se encuentra emplazado el transpondedor, que recibe la petición y transmite la respuesta. Como puede verse en la Fig. 1, la unidad de radar secundario necesita un pulso de sincronización de la unidad del radar primario para la sincronización de los datos. En el codificador se codifica el modo seleccionado [3] (modos diferentes suponen diferentes tipos de preguntas para el avión), en el transmisor se modulan estos pulsos con la señal de RF (1030 MHz) para después transmitirse por la antena. En el transpondedor del avión, el receptor amplifica y demodula los pulsos de interrogación, posteriormente se decodifica la interrogación quien, si el código de interrogación es correcto, induce al codificador a preparar la respuesta adecuada. Finalmente, el transmisor modula los datos con la señal de RF de respuesta (1090 MHz) y amplifica.

En este artículo se presenta el diseño y medida de un amplificador de potencia pulsado basado en un transistor LDMOS de alta tensión para usar en la etapa transmisora de un transpondedor SSR. Se consigue evitar la necesidad de emplear una etapa dedicada a la modulación, con la consiguiente reducción de precio y tamaño, gracias al empleo de una modulación de alto nivel a través del terminal de polarización de drenador [4] del transistor LDMOS. Además de las ventajas ya comentadas, con este tipo de solución se consigue una mejora en la eficiencia con respecto de la solución tradicional.

II. CONFIGURACIÓN DEL TRANSMISOR

En la Fig. 2 se muestra un esquema general del módulo transmisor de un transpondedor SSR:

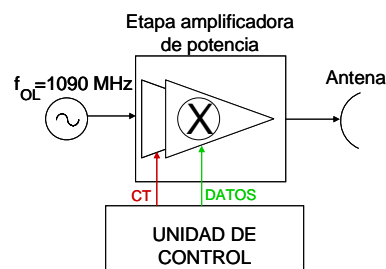


Fig. 2. Esquema del módulo transmisor del transpondedor SSR.

Existe una unidad de control encargada de distribuir las señales de control y supervisión a los distintos módulos que componen el transpondedor así como de proporcionar la señal de datos codificada. Ésta proporcionará dos señales de control en función de la petición decodificada recibida desde el interrogador:

1. Control de Transmisión (CT): señal TTL de 128 μ s ON, encargada de diferenciar entre tiempos de transmisión y recepción en el oscilador local y de definir el intervalo de transmisión en el módulo amplificador.

2. Datos (D): señal recibida por el módulo amplificador y encargada de realizar la modulación PPM (Pulse Position Modulation).

Estas son las dos señales que van a controlar el amplificador de potencia. El objetivo que se persigue es conseguir a la salida de esta etapa una señal de elevada potencia, modulada con los pulsos TTL de datos a transmitir, en un tiempo de transmisión de 128 μ s con un ciclo útil de 1%-2%.

Los transpondedores de los radares SSR deben ser capaces de proporcionar potencias de salida elevadas para poder comunicarse desde la aeronave con la estación en tierra. En la Fig. 2 se puede ver que el modulo amplificador de potencia, representado aquí de manera esquemática, esta formado por diferentes etapas con el fin de conseguir las condiciones de potencia deseadas. La configuración establecida es tal que la señal CT, la de activación del transmisor, va a controlar el primer amplificador de esta etapa.

III. AMPLIFICADOR DE POTENCIA PULSADO

Entre los dispositivos que actualmente se encuentran en el mercado para trabajar en este tipo de aplicaciones (AVIONICS) destacan los nuevos transistores LDMOS de alta tensión (50 V). Estos dispositivos surgen ante la necesidad de alcanzar densidades de potencia más altas que las que se lograban con los LDMOS tradicionales de 28-32 V. El objetivo que se persigue con este tipo de dispositivos se centra en ofrecer soluciones fuera del mercado de los móviles, entre las que destacan las aplicaciones rádar donde se encuadra la aplicación aquí deseada.

Hasta hace poco tiempo, la etapa amplificadora de los transpondedores SSR se basaba en dispositivos bipolares, amplificadores clase C en configuración base común. Sin embargo, estos AP presentaban una serie de limitaciones [5], como: pequeña ganancia (~ 8 dB), mala linealidad de la misma en un gran rango dinámico de la potencia de salida, etc. La tecnología LDMOS permite superar estas limitaciones presentando una serie ventajas adicionales: mejor comportamiento térmico, mejor PAE o tiempos de conmutación más rápidos.

Entre los distintos dispositivos que actualmente se encuentran en el mercado para estas aplicaciones, se escogió, para el diseño de una primera etapa amplificadora pulsada, el transistor LDMOS MRF6V10010N de *Freescalse Semiconductor*. Dicho dispositivo es capaz de proporcionar 10 W de potencia de salida, trabajando en régimen pulsado como clase AB.

Medidas load-pull sobre este dispositivo determinan las impedancias óptimas [6] de fuente ($Z_s=2.57+j7.33 \Omega$) y de carga ($Z_L=14.14+j34.77 \Omega$).

En la Fig. 3 se muestra una fotografía del amplificador realizado, para cuya implementación y diseño se han seguido en principio las directrices marcadas por el fabricante.

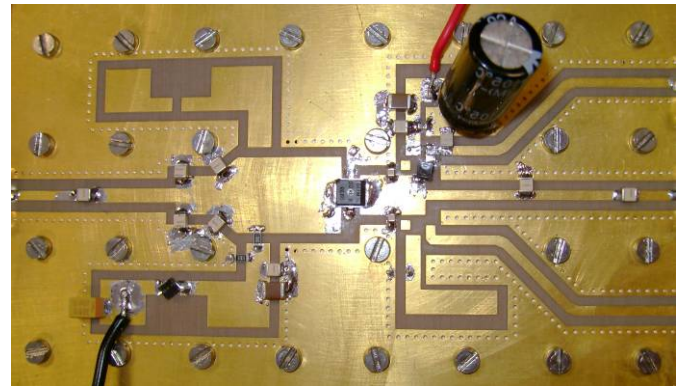


Fig. 3. Fotografía del amplificador de potencia pulsado.

Como se puede observar, se ha realizado un diseño que permita realizar dos tipos de configuraciones: empleando una señal de excitación de RF pulsada en una etapa previa o introduciendo la modulación a través de la polarización del drenador del transistor [4].

En la primera configuración se excita el amplificador con una señal de RF pulsada, es decir, previamente se modula con la señal CT (pulsos de 128 μ s y ciclo útil del 2%). En este caso se polariza el drenador con una tensión constante de 50 V. La Fig. 4 muestra un esquema del banco de medida implementado.

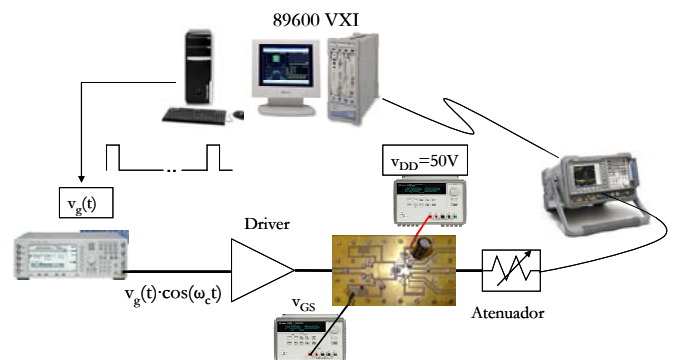


Fig. 4. Esquema del banco de medida.

En primer lugar se crea en Matlab un programa donde se genera la señal de pulsos requerida ($v_g(t)$ o CT) y se envía a un generador vectorial de señales (E4438C de Agilent). Con la ayuda de este último, se genera la señal pulsada deseada a 1090 MHz que excita al AP, polarizado en drenador empleando una fuente de DC con una tensión constante de 50 V.

Para visualizar las señales se utilizan tanto el osciloscopio, donde gracias a una sonda de corriente se puede medir $i_d(t)$ o incluso la potencia DC instantánea entregada al AP, $P_{DC}(t)$, como el analizador vectorial de señales (VSA) 8900 VXI de Agilent, que permite ver las señales de salida del AP tanto en el dominio del tiempo como de la frecuencia. La potencia de salida se midió con precisión

(medidor de potencia) comprobando que se obtenían los 10 W deseados en el ciclo útil establecido del 2%.

Con esta configuración y haciendo uso de la herramienta ‘time gating’ del VSA se caracterizó una relación entre el tiempo de transmisión (ON) y el de inactividad (OFF) de más de 50 dB.

En la segunda configuración se emplea para excitar el AP una señal de onda continua a la frecuencia deseada, mientras se modula en alto nivel a través del drenador del transistor. Se necesita en este caso una fuente capaz de suministrar las formas de onda de la tensión y corriente (según los requisitos de la señal CT y del AP) que se presentan en la Fig. 5:

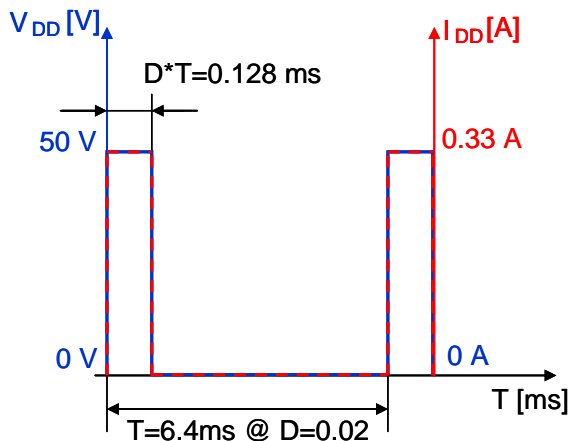


Fig. 5. Formas de onda de tensión (‘—’) y corriente (‘- -’) requeridas en la fuente DC para la configuración del amplificador modulado por drenador.

Esta fuente ha sido desarrollada por la empresa DENIPA S. L. Teniendo como entrada la forma de onda deseada (CT) (con unos niveles 0V-5V) ella es capaz de cumplir las especificaciones requeridas. En este caso, en el banco de medida se sustituye la fuente DC de tensión constante por la fuente pulsada con la señal *Control de Transmisión*. En la Fig. 6 se puede ver una fotografía del banco de medida utilizado para este tipo de modulación:



Fig. 6. Fotografía del banco de medida implementado.

En la Fig. 7 se puede observar la evolución temporal de la amplitud de la envolvente de la señal de salida medida en el VSA. Ésta se corresponde con la señal pulsada (CT) proporcionada por la fuente (ver Fig. 5) que determina los tiempos de transmisión de este radar secundario.

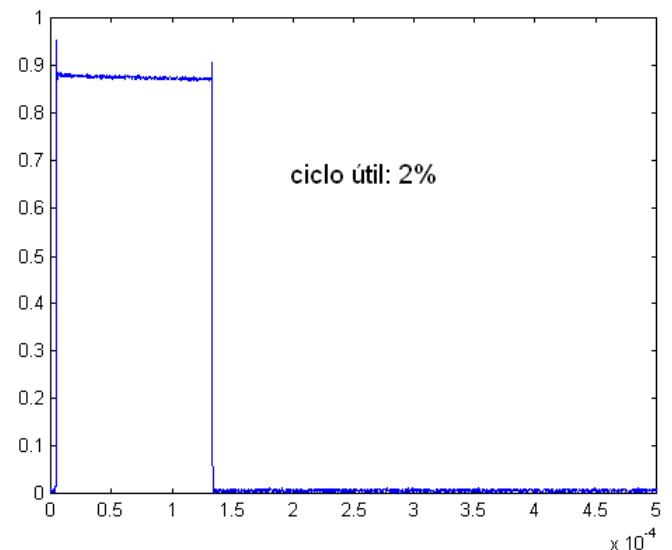


Fig. 7. Evolución temporal de la envolvente de la señal de salida medida en el VSA.

En esta ocasión también se han obtenido los 10 W de potencia a la salida, tal y como se puede ver en la Fig. 8, donde se muestra el espectro medido en una ventana temporal situada dentro del periodo de transmisión:

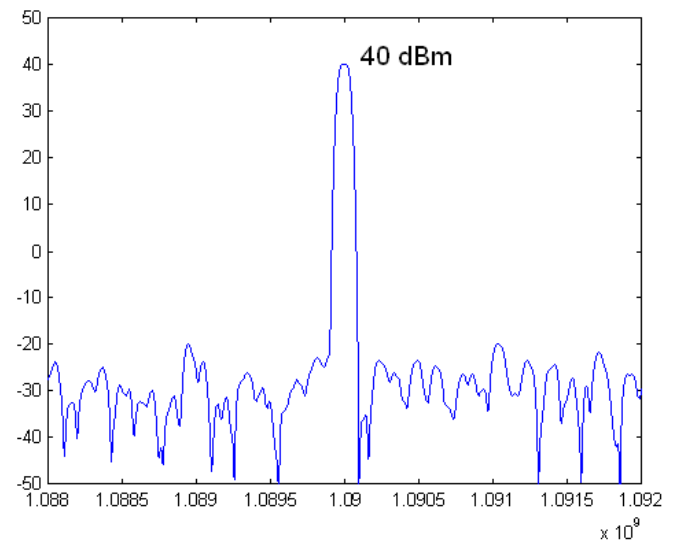


Fig. 8. Espectro de salida medido en una ventana temporal situada dentro del intervalo ‘ON’ del pulso.

En este caso se tiene una relación ON/OFF más baja, 43.7 dB, ya que la potencia en el tiempo de inactividad del AP es mayor. Esto se debe a la capacidad parásita que presenta el transistor entrada-salida, C_{gd} , de modo que parte de la potencia introducida en el amplificador pasa a través de dicha capacidad. Este efecto de fuga de portadora o ‘feed-through’ se puede observar en el espectro representado en la Fig. 9, donde se ha medido en una ventana temporal situada en ‘OFF’.

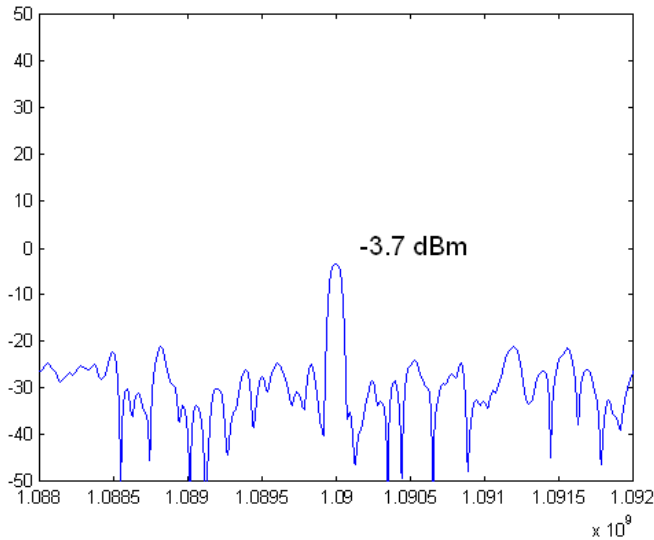


Fig. 9. Espectro de salida medido en una ventana temporal situada dentro del periodo 'OFF' del pulso.

A pesar de que la relación ON/OFF ha empeorado, se debe tener en cuenta que esta va a ser la primera etapa de una cadena, las etapas posteriores ayudarán a mejorar esta relación.

No obstante, con esta configuración se consigue una mejora en la eficiencia del AP. Para estimar la eficiencia, se calculó partiendo del promedio de la potencia de salida y la potencia DC instantánea entregada al AP. Como ya se ha comentado anteriormente, con la ayuda de una sonda de corriente y una sonda la tensión, situadas en el drenador del transistor, y gracias al osciloscopio, se puede medir la potencia media entregada al AP, obteniendo un resultado de 321 mW. En la Fig. 10 se presenta una captura de la pantalla del osciloscopio donde aparecen las formas de onda de la corriente, tensión y potencia DC suministradas por la fuente al AP.



Fig. 10. Captura de la pantalla del osciloscopio donde se puede un periodo (6.4 ms) de la forma de onda de la corriente, $I_{DD}(t)$ ('____') (mA), la tensión, $V_{DD}(t)$ ('____') (V) y la potencia consumida $P_{DC}(t)=V_{DD}(t) \cdot I_{DD}(t)$ ('____') (mW).

Teniendo en cuenta que se tiene un ciclo útil del 2% y una potencia de salida de 10 W, se estimó una potencia media a la salida de 200 mW. Nuevamente, para obtener este valor con mayor precisión se utilizó un medidor de

potencia, con el que se obtuvo un resultado de 203 mW (correspondiente a un pulso de señal a la salida de 10.15 W). Con todo esto, la eficiencia de drenador resultante es de:

$$Ef_{drenador} [\%] = \frac{203mW}{321mW} = 63.24\% \quad (1)$$

IV. CONCLUSIONES

En este artículo se presenta el diseño de un amplificador de potencia RF pulsado basado en un dispositivo LDMOS de alta tensión, para su uso en la etapa transmisora de un transpondedor SSR. Gracias al empleo de la modulación por drenador de alto nivel se consigue una solución óptima en eficiencia, alcanzando un valor de 63.25% para una potencia de salida de 10 W, con una relación ON/OFF de más de 40 dB empleando pulsos de 128 μ s y 2% de ciclo útil.

AGRADECIMIENTOS

Los autores quieren agradecer la financiación proporcionada por el Ministerio de Ciencia e Innovación a través de los proyectos TEC2008-06684-C03-01/TEC y CONSOLIDER-INGENIO 2010 CSD2008-00068, así como por la empresa Acorde a través de su programa 'Cátedra Acorde' establecido en la Universidad de Cantabria.

REFERENCIAS

- [1] M. C. Stevens, *Secondary surveillance Radar*, Norwood, Artech House, 1988.
- [2] M. Skolnik, *Introduction to Radar Systems*, McGraw-Hill, New York, 1980.
- [3] Office of Technology Assessment, *Who goes there: friend or foe?*, DIANE Publishing, 1993
- [4] F. H. Raab, "Intermodulation distortion in Kahn-technique transmitters," *IEEE Trans. on Microwave Theory and Tech.*, vol. MTT-44, no. 12, pp. 2273-2278, Dec. 1996.
- [5] H. Mollee, S. O'Sheam P. Wilson, K. Vennema, "High Power RF LDMOS Transistors for Avionics Applications," www.nxp.com.
- [6] *MRF6V10250HS freescale datasheet*, 2/2008, www.Freescale.com